

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-251233

(43)Date of publication of application : 14.09.2001

(51)Int.Cl.

H04B 7/10
H01Q 3/24
H01Q 3/26
H01Q 21/20
H04B 7/06
H04B 7/08
H04B 7/26

(21)Application number : 2000-351612

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 17.11.2000

(72)Inventor : MATSUOKA HIDEHIRO
SHIYOUKI HIROKI

(30)Priority

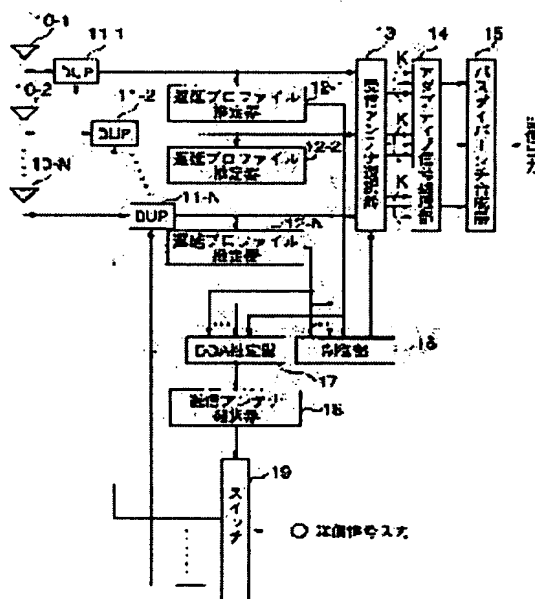
Priority number : 11371762 Priority date : 27.12.1999 Priority country : JP

(54) WIRELESS COMMUNICATIONS EQUIPMENT USING ADAPTIVE ANTENNA

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a wireless communication unit, that can form a transmission beam by easily estimating a radio wave arrival direction to enhance a mean reception SIR in an opposite station, even in a system where an incoming channel and an outgoing channel use different frequencies.

SOLUTION: In the wireless communications equipment where delay profile estimate units 12-1 to 12-N estimate a delay profile between a desired wave and its delay wave for each reception signal from each of directive antennas 10-1 to 10-N configuring an array antenna, and an adaptive signal processing section 14 and a path diversity synthesizer 15 apply time spatial equalization signal processing to a received signal from an antenna selected by a reception antenna selector 13 on the basis of the estimation to obtain a reception output, a DOA estimate unit estimates an arrival angular range of the desired wave from the delay profile estimated by the delay profile estimate units 12-1 to 12-N and a transmission antenna selector 18 selects an antenna used for the transmission, on the basis of the estimated arrival angular range and the selected antenna is used for transmission.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

12.02.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2001-251233
(P 2 0 0 1 - 2 5 1 2 3 3 A)
(43) 公開日 平成13年9月14日 (2001.9.14)

(51) Int. Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード (参考)
H04B 7/10		H04B 7/10	A 5J021
H01Q 3/24		H01Q 3/24	5K059
3/26		3/26	Z 5K067
21/20		21/20	
H04B 7/06		H04B 7/06	

審査請求 未請求 請求項の数15 O L (全17頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2000-351612 (P 2000-351612)
(22) 出願日 平成12年11月17日 (2000.11.17)
(31) 優先権主張番号 特願平11-371762
(32) 優先日 平成11年12月27日 (1999.12.27)
(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000003078
株式会社東芝
神奈川県川崎市幸区堀川町72番地
(72) 発明者 松岡 秀浩
神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内
(72) 発明者 庄木 裕樹
神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内
(74) 代理人 100058479
弁理士 鈴江 武彦 (外6名)

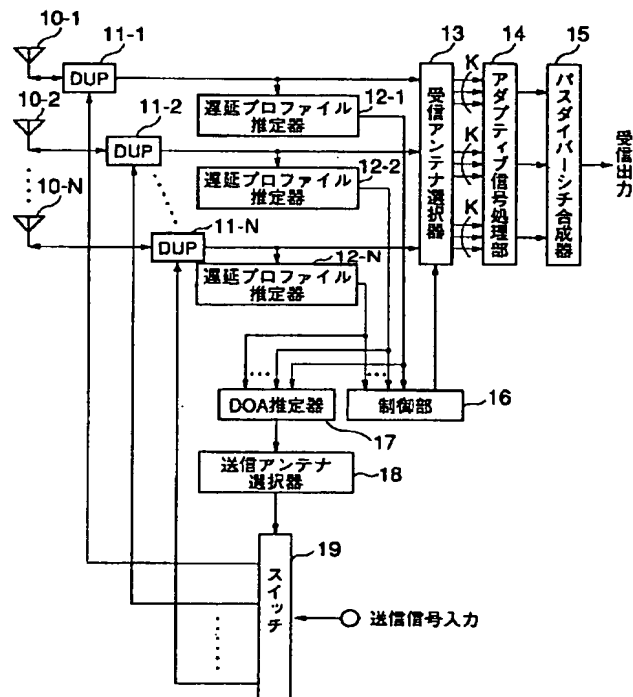
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 アダプティブアンテナを用いた無線通信装置

(57) 【要約】

【課題】 上り回線と下り回線で異なる周波数を用いるシステムにおいても、簡易に電波到来方向を推定して相手局における平均受信S I Rを向上させるような送信ビームを形成できる無線通信装置を提供する。

【解決手段】 アレイアンテナを構成する各指向性アンテナ10-1～10-Nからの受信信号毎に、所望波とその遅延波の遅延プロファイルを遅延プロファイル推定器12-1～12-Nで推定し、それに基づき受信アンテナ選択器13で選択されたアンテナからの受信信号に対してアダプティブ信号処理部14及びパステイバースチ合成器15により時空間等化信号処理を行って受信出力を得る無線通信装置において、遅延プロファイル推定器12-1～12-Nで推定された遅延プロファイルからDOA推定器17で所望波の到来角度範囲を推定し、これに基づき送信に用いるアンテナを送信アンテナ選択器18で選択して送信を行う。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】複数の指向性アンテナと、

前記各アンテナからの受信信号毎に、所望波とその遅延波の到来時刻及び受信電力を表す遅延プロファイルを推定する遅延プロファイル推定手段と、

前記遅延プロファイル推定手段により推定された遅延プロファイルから前記所望波の到来角度範囲を推定する到来角度範囲推定手段と、

前記到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲に基づき前記複数のアンテナの中から送信に用いる少なくとも一つのアンテナを選択する送信アンテナ選択手段と、

前記送信アンテナ選択手段により選択されたアンテナを用いて送信を行う送信手段とを具備することを特徴とする無線通信装置。

【請求項 2】前記到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲から前記所望波の到来方向を推定する到来方向推定手段と、

前記到来方向推定手段により推定された到来方向に送信時の指向性の最大利得方向を向ける送信重みベクトルを生成する送信重みベクトル生成手段をさらに具備し、

前記送信アンテナ選択手段は、前記到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲に含まれる複数のアンテナを選択し、

前記送信手段は、前記送信アンテナ選択手段により選択された各アンテナに前記送信重みベクトル生成手段により生成された送信重みベクトルを乗じた送信信号を供給して送信を行うことを特徴とする請求項 1 記載の無線通信装置。

【請求項 3】複数のアンテナと、

前記各アンテナに接続され、放射方向の異なる複数のビームを形成するビーム形成手段と、

前記ビーム形成手段により形成された各ビームによる受信信号毎に、所望波とその遅延波の到来時刻及び受信電力を表す遅延プロファイルを推定する複数の遅延プロファイル推定手段と、

前記遅延プロファイル推定手段により推定された遅延プロファイルから前記所望波の到来角度範囲を推定する到来角度範囲推定手段と、

前記到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲に基づき前記複数のビームの中から送信に用いる少なくとも一つのビームを選択する送信ビーム選択手段と、前記送信ビーム選択手段により選択されたビームを用いて送信を行う送信手段とを具備することを特徴とする無線通信装置。

【請求項 4】前記到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲から前記所望波の到来方向を推定する到来方向推定手段と、

前記到来方向推定手段により推定された到来方向に指向性の最大利得方向を向ける送信重みベクトルを生成する

送信重みベクトル生成手段をさらに具備し、

送信ビーム選択手段は、前記到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲に含まれる複数のビームを選択し、

前記送信手段は、前記送信ビーム選択手段により選択された各ビームに前記送信重みベクトル生成手段により生成された送信重みベクトルを乗じた送信信号を反映させて送信を行うことを特徴とする請求項 3 記載の無線通信装置。

10 【請求項 5】前記到来方向推定手段は、前記到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲で所定の走査用ビームパターンによる走査を行い、該走査で得られた受信出力レベルの最大値を求めることによって到来方向を検出する手段とを備えることを特徴とする請求項 2 または 4 記載の無線通信装置。

【請求項 6】前記到来方向推定手段は、前記到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲で所定の走査用ヌルパターンによる走査を行い、該走査で得られた受信出力レベルの最小値を求めることによって到来方向を検出することを特徴とする請求項 2 または 4 記載の無線通信装置。

【請求項 7】前記到来方向推定手段は、前記到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲で所定の走査用ビームパターンによる走査と所定の走査用ヌルパターンによる走査を行い、これらの走査でそれぞれ得られた受信出力レベルの差の最大値を求めることによって到来方向を検出する手段とを備えることを特徴とする請求項 2 または 4 記載の無線通信装置。

30 【請求項 8】前記送信手段は、前記所望波の到来方向に対して最大利得を持ち、それ以外の方向に対して抑圧されたサイドローブを有する送信ビームパターンを形成して送信を行うことを特徴とする請求項 2 または 4 記載の無線通信装置。

【請求項 9】前記到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲に基づき、前記複数のアンテナの中から受信に用いるアンテナを選択する受信アンテナ選択手段と、

前記受信アンテナ選択手段により選択されたアンテナからの受信信号に対し所定の信号処理を施して受信出力を得る手段とをさらに具備することを特徴とする請求項 1 記載の無線通信装置。

【請求項 10】前記到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲に基づき、前記複数のビームの中から受信に用いるビームを選択する受信ビーム選択手段と、前記受信ビーム選択手段により選択されたビームによる受信信号に対し所定の信号処理を施して受信出力を得る手段とをさらに具備することを特徴とする請求項 3 記載の無線通信装置。

【請求項 11】前記到来方向推定手段は、前記遅延プロファイル推定手段により推定された遅延プ

ロファイルを基に受信レプリカ信号を生成する受信レプリカ信号生成手段と、
前記受信レプリカ信号生成手段によって生成された受信レプリカ信号に対して、前記到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲で所定の走査用ビームパターンあるいは走査用ヌルパターンによる走査を行い、該走査で得られた受信出力レベルに基づいて所望波および遅延波の到来方向を検出する手段とを備えることを特徴とする請求項 2 又は請求項 4 に記載の無線通信装置。

【請求項 1 2】前記遅延プロファイル推定手段により推定された遅延プロファイルを基に受信レプリカ信号を生成する受信レプリカ信号生成手段と、
前記受信レプリカ信号生成手段によって生成された各遅延波毎の受信レプリカ信号を合成する合成手段と、
各アンテナ素子毎に受信信号から前記合成手段で合成された合成レプリカ信号を差し引く減算器と、
前記減算器出力に対して、所定の走査用ビームパターンあるいは走査用ヌルパターンによる走査を行い、該走査で得られた受信出力レベルに基づいて干渉波の到来方向を検出する干渉波到来方向推定手段と、
前記干渉波到来方向推定手段により推定された干渉波の到来方向に送信時の指向性にヌルを向ける送信重みベクトルを生成する干渉波用送信重みベクトル生成手段とをさらに具備し、
前記送信手段は、前記送信アンテナ選択手段により選択された各アンテナに前記干渉波用送信重みベクトル生成手段により生成された送信重みベクトルを乗じた送信信号を供給して送信を行なうことを特徴とする請求項 1 記載の無線通信装置。

【請求項 1 3】前記遅延プロファイル推定手段により推定された遅延プロファイルを基に受信レプリカ信号を生成する受信レプリカ信号生成手段と、
前記受信レプリカ信号生成手段によって生成された各遅延波毎の受信レプリカ信号を合成する合成手段と、
各ビーム毎に受信信号から前記合成手段で合成された合成レプリカ信号を差し引く減算器と、
前記減算器出力に対して、所定の走査用ビームパターンあるいは走査用ヌルパターンによる走査を行い、該走査で得られた受信出力レベルに基づいて干渉波の到来方向を検出する干渉波到来方向推定手段と、
前記干渉波到来方向推定手段により推定された干渉波の到来方向に送信時の指向性にヌルを向ける送信重みベクトルを生成する干渉波用送信重みベクトル生成手段とをさらに具備し、
前記送信手段は、前記送信ビーム選択手段により選択された各ビームに前記干渉波用送信重みベクトル生成手段により生成された送信重みベクトルを乗じた送信信号を反映させて送信を行なうことを特徴とする請求項 3 記載の無線通信装置。

【請求項 1 4】前記到来方向推定手段は、

前記遅延プロファイル推定手段により推定された遅延プロファイルを基に受信レプリカ信号を生成する受信レプリカ信号生成手段と、

前記受信レプリカ信号生成手段によって生成された受信レプリカ信号に対して、前記到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲で所定の走査用ビームパターンあるいは走査用ヌルパターンによる走査を行い、該走査で得られた受信出力レベルに基づいて所望波および遅延波の到来方向を検出する手段とを具備し、

10 前記遅延プロファイル推定手段により推定された遅延プロファイルを基に受信レプリカ信号を生成する受信レプリカ信号生成手段と、

前記受信レプリカ信号生成手段によって生成された各遅延波毎の受信レプリカ信号を合成する合成手段と、

各アンテナ素子毎に受信信号から前記合成手段で合成された合成レプリカ信号を差し引く減算器と、

前記減算器出力に対して、所定の走査用ビームパターンあるいは走査用ヌルパターンによる走査を行い、該走査で得られた受信出力レベルに基づいて干渉波の到来方向を検出する干渉波到来方向推定手段と、

20 前記干渉波到来方向推定手段により推定された干渉波の到来方向に送信時の指向性にヌルを向ける送信重みベクトルを生成する干渉波用送信重みベクトル生成手段とをさらに具備し、

前記送信手段は、前記送信アンテナ選択手段により選択された各アンテナに前記干渉波用送信重みベクトル生成手段により生成された送信重みベクトルを乗じた送信信号を供給して送信を行なうことを特徴とする請求項 2 記載の無線通信装置。

30 【請求項 1 5】前記到来方向推定手段は、
前記遅延プロファイル推定手段により推定された遅延プロファイルを基に受信レプリカ信号を生成する受信レプリカ信号生成手段と、

前記受信レプリカ信号生成手段によって生成された受信レプリカ信号に対して、前記到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲で所定の走査用ビームパターンあるいは走査用ヌルパターンによる走査を行い、該走査で得られた受信出力レベルに基づいて所望波および遅延波の到来方向を検出する手段とを具備し、

40 前記遅延プロファイル推定手段により推定された遅延プロファイルを基に受信レプリカ信号を生成する受信レプリカ信号生成手段と、

前記受信レプリカ信号生成手段によって生成された各遅延波毎の受信レプリカ信号を合成する合成手段と、

各ビーム毎に受信信号から前記合成手段で合成された合成レプリカ信号を差し引く減算器と、

前記減算器出力に対して、所定の走査用ビームパターンあるいは走査用ヌルパターンによる走査を行い、該走査で得られた受信出力レベルに基づいて干渉波の到来方向を検出する干渉波到来方向推定手段と、

前記干渉波到来方向推定手段により推定された干渉波の到来方向に送信時の指向性にヌルを向ける送信重みベクトルを生成する干渉波用送信重みベクトル生成手段とをさらに具備し、

前記送信手段は、前記送信ビーム選択手段により選択された各ビームに前記干渉波用送信重みベクトル生成手段により生成された送信重みベクトルを乗じた送信信号を反映させて送信を行なうことを特徴とする請求項4記載の無線通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、移動無線通信システムなどに用いられるアダプティブアンテナを用いた無線通信装置に係り、特に送信時の指向性を良好に制御する送信ビーム制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】陸上移動通信においては、フェージングによる受信出力レベルの低下や、同一チャネル干渉(CCI)および符号間干渉(ISI)の影響による信号歪み等が頻繁に生じる。

【0003】このような厳しい伝搬環境下において所望波の信号を正しく抽出するには、アンテナ指向性を適応的に制御するアダプティブアンテナの使用が有効である。アダプティブアンテナとして、同一方向を除く任意の方向に存在している干渉局に対して、積極的に信号抑圧するようなパターンを形成する、干渉波抑圧機能を有するアダプティブアレーアンテナがある。ただし、陸上移動通信においては端末局はその携帯性から小型化を余儀なくされるため、複数のアンテナをもつアダプティブアレーアンテナは通常、基地局に適用されることが多い。

【0004】アダプティブアレーアンテナは、配列された複数のアンテナからの受信信号をその位相と振幅を制御して合成するアンテナシステムであり、レベルの大きい干渉波存在下においても、所望波の到来方向にビームを向け、また干渉波の到来方向にヌル(利得が零の点)を向けるように動作することにより、受信SIR(所望波対干渉波比)を最大化することができる。

【0005】受信信号の位相と振幅を制御して合成することは、図10に示すように複数のアンテナからの受信信号#1、#2、…、#Nを複素乗算器1-1、1-2、…、1-Nにより受信重みベクトル計算部2で計算された受信重みベクトルを乗じて複素重み付けを行った後に加算器3で合成することと等価である。このとき、加算器3からの出力(アダプティブアレー出力という)yは次式で与えられる。

$$y = w^T x \quad (1)$$

なお、wは各アンテナからの受信信号に与える複素重みベクトル(以下、受信重みベクトルという)、xは各アンテナからの複素受信信号ベクトルを表し、

$$w = (w_1, w_2, \dots, w_1, \dots, w_N)^T \quad (2)$$

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_1, \dots, x_N)^T \quad (3)$$

とする。ここで、Tは行列の転置を表す。

【0006】受信重みベクトルwは、アダプティブアレー出力yが予め定められた規範を満たすように制御される。例えば、アダプティブアレー出力yと理想信号パターンとの平均自乗誤差を最小にする、あるいは、所望波の到来方向に関する拘束条件下でアダプティブアレー出力yの信号電力を最小にする等の規範がある。このようにして受信(上り回線)に関しては、各アンテナからの受信信号に重み付けを行うことで、歪みのない信号を抽出することができる。

【0007】上記説明はアンテナとして無指向性アンテナを用いた場合であり、このような信号処理をエレメントスペース型と呼ぶ。これに対して、あらかじめ放射方向の異なる複数のビームを形成し、そのビームによる受信信号に対してアダプティブアレーによる処理を施す方法をビームスペース型と呼ぶ。

【0008】ビームスペース型アダプティブアレーを用いると、ビーム形成器が余分に必要になるが、ビーム利得の加わった高SNR(信号対雑音比)の信号出力が得られるため、ビームを選択することによって安定したアダプティブアレー処理が期待でき、その上、アダプティブアレーに入力されるブランチ数を減らすことができるので、結果的に信号処理にかかる演算量を低減できるという特徴がある。この点については、例えば、文献[1]千葉、中條、藤瀬、“ビームスペースCMAアダプティブアレーアンテナ,” 信学論B-II, vol. J77-B-II, no. 3, pp. 130-138, 1994年3月、等に記されている。

【0009】また、ビームスペース型アダプティブアレーでは通常、空間的に直交するビームを形成するが、これを不完全な直交ビームとして、隣接ビーム間でオーバーラップした指向性アンテナを用いたアダプティブアンテナも検討されている。例えば、文献[2]特開平10-256821(松岡他)で提案されているアダプティブアンテナでは、アダプティブアレーアンテナによる空間次元の処理だけでなく、アンテナ合成出力に対してさらにパルシバシチによる時間次元処理を行うことによって、遅延波のエネルギーを効率よく合成するという特徴を有する。

【0010】一方、下り回線においても、アレーアンテナにより最適送信パターンを得る手法が検討されている。例えば、PHSのように送受信を時間分割して周期的に切り替えるTDD(Time Division Duplex)方式を採用するシステムでは、送受信で周波数が同一であるため、送受信信号が経由する伝搬路応答はほぼ同じとみなすことができる。よって、文献[3]富里、松本、“TDD移動通信システムにおけるアダプティブ送信アレーの効果”, 1997年信学全大, B-5-87, 1997年3月、に示されているように、送受信で同じ重みベクトルを用い

る、すなわち受信時に得られたのと同じアンテナパターンを形成することによって、端末局での受信 S I R を改善することができる。

【 0 0 1 1 】しかし、送受信を周波数分割する F D D (Frequency Division Duplex) 方式のように、送受信で周波数が異なる場合には、上り回線と下り回線の伝搬路応答は相関が小さいため、受信重みベクトルと同じ送信重みベクトルを用いても端末局で最適な受信が保証されるとは限らない (例えば、文献 [4] J. Litva, T. K. -Y. Lo, "Digital Beamforming In Wireless Communication s," Artech House Publishers, pp. 182-183, 1996. 参照)。

このように上りと下りで伝搬路応答は異なるが、電波到来方向に関しては上りと下りで可逆性が成り立つ。すなわち、端末局の移動速度が極端に速い場合を除いて、基地局において受信電波の到来方向 (D O A : Direction Of Arrival) を推定し、その方向にビームおよびヌルを向けることにより、端末局において受信 S I R を最大にすることが可能である。

【 0 0 1 2 】このような送信パターン制御のためには D O A の推定が必須であり、その信号処理として M U S I C (M U L T I P L E S I G N A L C L A S S I F I C A T I O N) アルゴリズム等が知られている。しかしながら、M U S I C に代表される高分解能到来方向推定アルゴリズムはその計算量が膨大であり、端末局の移動や周辺環境の変動によって逐次変化する D O A を推定するような場合には不向きであるという問題がある。

【 0 0 1 3 】また、たとえ膨大な演算量をかけて高精度に干渉波の D O A を推定し、その方向に鋭いヌルを向ける指向性重み付けを行っても、送信回路の校正不備によってヌルの方向がずれたり、実際の伝搬路において端末局周辺の反射・散乱による角度広がりによって効果が薄れることが多い。この結果、端末局における平均受信 S I R が劣化してしまうという問題がある。さらに、マルチパス環境においてアンテナ個数以上の数の到来波が存在する場合に、M U S I C では D O A 推定が困難である。

【 0 0 1 4 】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、上記のような問題を解決するためになされたものであり、上り回線と下り回線で異なる周波数を用いるシステムにも適用でき、簡易に電波到来方向を推定して相手局における平均受信 S I R を向上させるような送信ビームを形成できる無線通信装置を提供することを目的とする。

【 0 0 1 5 】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するため、本発明は受信系で所定の信号処理 (例えば、時空間等化信号処理) のために推定された遅延プロファイルに基づき、所望波の大まかな到来方向を示す到来角度範囲を推定し、これに基づき送信に最適なアンテナまたはビ

ームを選択して送信を行うことを基本的な特徴としている。

【 0 0 1 6 】すなわち、本発明に係る無線通信装置は、所定形状に配列された指向性の異なる複数のアンテナと、各アンテナからの受信信号毎に、所望波とその遅延波の到来時刻及び受信電力を表す遅延プロファイルを推定する複数の遅延プロファイル推定手段と、推定された遅延プロファイルから、所望波の到来角度範囲を推定する到来角度範囲推定手段と、推定された到来角度範囲に基づき、複数のアンテナの中から送信に用いる少なくとも一つのアンテナを選択する送信アンテナ選択手段と、選択されたアンテナを用いて送信を行う送信手段とを具備する。

【 0 0 1 7 】このような構成により、上り回線と下り回線で異なる周波数を用いる移動無線通信システムにおいて、時空間等化信号処理を行うために既に測定している各指向性アンテナ毎の遅延プロファイルを利用して、例えば所望波及び遅延波毎の受信電力値を観測するだけで簡易に所望波の到来角度範囲を推定することができ、上り及び下りの両回線で可逆性が成り立つ電波到来方向を基準にした適切な送信アンテナの選択を容易に行うことが可能となり、相手局での平均受信 S N R (信号対雑音比)、さらには平均受信 S I R を高くとることができる。また、同時に遅延波に対しても到来角度範囲を検出することができるため、送信 (時間) ダイバーシティに活用することができる。

【 0 0 1 8 】また、このような基本構成において、到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲から、所望波の到来方向を推定する到来方向推定手段と、推定された到来方向に送信時の指向性の最大利得方向を向ける送信重みベクトルを生成する送信重みベクトル生成手段をさらに備えてもよい。

【 0 0 1 9 】この場合、送信アンテナ選択手段においては到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲に含まれる複数のアンテナを選択し、送信手段においては送信アンテナ選択手段により選択された各アンテナに送信重みベクトル生成手段により生成された送信重みベクトルを乗じた送信信号を供給して送信を行うことにより、所望波の到来方向へ送信ビームの最大利得方向を向けることができ、相手局において平均受信 S N R を最大にすることが可能となる。

【 0 0 2 0 】本発明に係る他の無線通信装置は、所定形状に配列された複数のアンテナと、これらの各アンテナに接続され、放射方向の異なる複数のビームを形成するビーム形成手段と、形成された各ビームによる受信信号毎に、所望波とその遅延波の到来時刻及び受信電力を表す遅延プロファイルを推定する複数の遅延プロファイル推定手段と、推定された遅延プロファイルから所望波の到来角度範囲を推定する到来角度範囲推定手段と、推定された到来角度範囲に基づき複数のビームの中から送信

に用いる少なくとも一つのビームを選択する送信ビーム選択手段と、選択されたビームを用いて送信を行う送信手段とを具備する。

【0021】このような構成により、先と同様に遅延プロファイルを利用して簡易に所望波の到来角度範囲を推定し、回線で可逆性が成り立つ電波到来方向を基準にした適切な送信ビーム、つまりSNRのより高い送信ビームを選択して送信を行うことができ、相手局における平均受信SNR、さらには平均受信SIRを改善することもできる。

【0022】また、このような基本構成において到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲から所望波の到来方向を推定する到来方向推定手段と、推定された到来方向に指向性の最大利得方向を向ける送信重みベクトルを生成する送信重みベクトル生成手段をさらに備えてもよい。

【0023】この場合、送信ビーム選択手段においては到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲に含まれる複数のビームを選択し、送信手段においては送信ビーム選択手段により選択された各ビームに送信重みベクトル生成手段により生成された送信重みベクトルを乗じた送信信号を反映させて送信を行うことにより、所望波の到来方向へ送信ビームの最大利得方向を向けることができ、相手局において平均受信SNR、さらには平均受信SIRを最大にすることが可能となる。

【0024】到来方向推定手段では、一つの態様によると到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲で所定の走査用ビームパターンによる走査を行い、該走査で得られた受信出力レベルの最大値を求めることによって到来方向を検出する。これにより、所望波の到来方向へ最大利得で放射する送信ビームパターンを形成するために必要な到来方向の推定を簡易に行うことができる。

【0025】到来方向推定手段の他の態様としては、到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲で所定の走査用ヌルパターンによる走査を行い、該走査で得られた受信出力レベルの最小値を求めることによって到来方向を検出するようにしてもよく、上述した走査用ビームパターンによる走査に比べて所望波の到来方向を精度良く推定することができる。

【0026】到来方向推定手段のさらに別の態様として、上記二つの方法を組み合わせ、到来角度範囲推定手段により推定された到来角度範囲で所定の走査用ビームパターンによる走査と所定の走査用ヌルパターンによる走査を行い、これらの走査でそれぞれ得られた受信出力レベルの差の最大値を求めることによって到来方向を検出するようにしてもよい。この方法によると、ビームパターンによる走査のみ、あるいはヌルパターンによる走査のみによる到来方向の推定方法に比べて、到来方向の推定誤差を低減することができる。

【0027】送信手段においては、所望波の到来方向に対して最大利得を持ち、それ以外の方向に対して抑圧されたサイドローブを有する送信ビームパターンを形成して送信を行うようにしてもよい。この場合、相手局における平均受信SIRを最大にすることは必ずしもできないが、干渉波の到来方向が時間的に変動する場合においても高SIRを達成するビームを形成することができ、さらにヌル制御のための高分解能到来方向推定法を用いる必要がないので、演算量を大幅に低減することができる。

【0028】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施形態を説明する。以下の説明においては、移動無線通信システムにおける基地局側に本発明の無線通信装置を適用した場合について述べるが、本発明は端末局に対しても同様な構成で適用でき、同様な効果が得られる。また、以下の説明ではFDDシステムを仮定しているが、TDDシステムに適用する場合も同様の構成で対応が可能である。

【0029】(第1の実施形態)図1に、本発明の実施形態に係る無線通信装置の構成を示す。本実施形態の無線通信装置は、互いに異なる指向性をもつ複数の送受共用のアンテナ10-1~10-Nと、周波数の異なる送受信信号を分波するデュプレクサ11-1~11-Nと、遅延プロファイル推定器12-1~12-Nと、アンテナ10-1~10-Nの中から受信に用いる所定個数のアンテナ(受信アンテナ)を選択する受信アンテナ選択器13と、選択された受信アンテナからの受信信号を時空間等化信号処理するためのアダプティブ信号処理部14及びパスダイバーシチ合成器15と、受信アンテナ選択器13を制御する制御部16と、所望波の到来角度範囲を推定するDOA推定器(到来角度範囲推定器)17と、アンテナ10-1~10-Nの中から送信に用いる一つのアンテナ(送信アンテナ)を選択する送信アンテナ選択器18及び選択された送信アンテナに対して送信信号を供給するスイッチ19から構成される。

【0030】[受信動作について]まず、受信動作について説明する。アンテナ10-1~10-Nは、例えば円形などの所定形状に配列され、相手局である端末局から送信されてきた電波を受信し、受信信号を出力する。アンテナ10-1~10-Nからの受信信号は、デュプレクサ11-1~11-Nをそれぞれ経由して受信アンテナ選択器13に入力される。

【0031】これと並行して、遅延プロファイル推定器12-1~12-Nにおいて各々の受信信号に対する遅延プロファイル(平均遅延プロファイル)が推定される。平均遅延プロファイルとは、所望波およびその遅延波の到来する時刻および平均受信電力をそれぞれ測定したものを表す。

【0032】遅延プロファイル推定器12-1~12-

Nは、例えばスライディング相関器等で実現でき、またCDMA(Code Division Multiple Access)方式等では、マッチドフィルタ等でも実現できる。CDMAでは拡散符号によって帯域拡散しているため、チップレートの逆数間隔で遅延プロファイルを推定できる。また、フィルタリングの影響が無視できるような変復調系では、タップを分数間隔に並べたスライディング相関器でも時間分解能を向上させることができる。

【0033】遅延プロファイル推定器12-1~12-Nにより推定された平均遅延プロファイルを基に、制御部16により各遅延時間の所望波に対して最適な受信アンテナが選択されるように受信アンテナ選択器13が制御される。受信アンテナ選択器13の後段でアダプティブ信号処理部14及びパスダイバーシチ合成器15により時空間等化処理を行う本実施形態の構成の場合、遅延波は異なる伝搬路(パス)を経由した所望波とみなすことができる。

【0034】このように制御部16からの制御信号によって、受信アンテナ選択器13で各遅延時間の所望波に対して最適ないくつかの受信アンテナが選択され、選択された受信アンテナからの受信信号に対してアダプティブ信号処理部14によってアダプティブアレー等の空間等化信号処理、さらにパスダイバーシチ合成器15によって時間等化信号処理が順次行われる。

【0035】受信アンテナ選択器13、アダプティブ信号処理部14及びパスダイバーシチ合成器15の動作は、特開平10-256821に記載されているが、ここで改めて説明すると、次の通りである。

【0036】まず、受信アンテナ選択器13では、各遅延時間の所望波(簡単のため、ここでは遅延なしの直接波、1シンボル遅延波、2シンボル遅延波の3つとする)毎に、N個のアンテナ10-1~10-Nの中から受信電力のより大きいK個($K \leq N$)の受信アンテナをそれぞれ選択し、それらの受信アンテナからの受信信号をアダプティブ信号処理部14に供給する。

【0037】アダプティブ信号処理部14は、例えば図10と同様の構成により、各遅延時間の所望波毎に選択されたK個の受信アンテナからの受信信号毎に重み付け加算して空間等化信号処理を行う。この際の重みベクトルは、受信信号中の所望波成分を増大させ、それ以外の干渉破成分を抑圧するように決定される。このようにして、アダプティブ信号処理部14からは各遅延時間毎の受信信号(直接波、1シンボル遅延波、2シンボル遅延波)の所望波成分の電力を高めた出力信号が得られる。アダプティブ信号処理部14からの3つの出力信号は、パスダイバーシチ合成器15に供給される。

【0038】パスダイバーシチ合成器15では、空間信号等化処理後の各遅延時間毎の受信信号に対し、直接波を基準として1シンボル遅延波、2シンボル遅延波の時間補正を行って相対的な時間を合わせた後に、これらを

同相合成法または最大比合成法により合成することにより、時間等化信号処理を行う。なお、パスダイバーシチ合成器15の部分は例えば適応等化器に置き換えてもよく、要は時間次元の等化処理を行うものであればよい。

【0039】[送信動作について]次に、送信動作について説明する。送信時には、上述した受信時と同様に遅延プロファイル推定器12-1~12-Nで遅延プロファイルが推定される。この推定された遅延プロファイルに基づき、DOA推定器17で所望波の到来角度範囲が推定される。この到来角度範囲は、所望波の大まかな到来方向、つまり所望波が到来すると予想される角度範囲を表す。ここでは、アンテナの指向性を考慮して、単純にすべての遅延プロファイル中の所望波の平均受信電力を比較することによって、到来角度範囲が推定されるものとする。

【0040】これらの遅延プロファイルは、受信時に時空間等化信号処理を行うために必須の処理なので、これを利用することによって特別複雑な計算をすることなく、所望波の到来角度範囲をある程度限定することができる。この到来角度範囲の推定結果に基づき、送信アンテナ選択器18によってアンテナ10-1~10-Nのうち、各遅延波毎に最大電力で受信されたアンテナのみが送信アンテナとして選択され、その情報に基づいてスイッチ19が切り替えられることにより、選択された送信アンテナに送信信号が供給される。

【0041】次に、本実施形態のさらに具体的な動作例を説明する。図2に、アンテナ10-1~10-Nで受信を行ったときの各到来波の状態と遅延プロファイルの例を示す。図2では所望波(直接波)、1シンボル遅延波、2シンボル遅延波、干渉波(同一チャネル干渉波)が到来しているが、各アンテナ10-1~10-N毎に、シンボル時間Tおきの平均受信電力の遅延プロファイルが図の通り推定されているとする。

【0042】また、アンテナ10-1~10-Nとしては、8素子の指向性アンテナをそれぞれの指向性パターンがアレー中心から放射状に向くように円形配置している。指向性はコサインビームパターンであり、ビーム半値幅は90°であるため、隣接するビームは互いにオーバーラップしている。

【0043】図2では、所望波(直接波)を受信しているアンテナは、アンテナ10-1、10-2、10-8だけであり、それぞれの平均電力遅延プロファイルを比較するとアンテナ10-1の受信電力値が最も大きいので、送信アンテナ選択器18によりスイッチ19を制御し、アンテナ10-1を送信アンテナとして用いて送信する。

【0044】移動無線通信システムにおいては、前述したように電波到来方向については上り回線(端末局→基地局)と下り回線(基地局→端末局)とで可逆性が成り立つので、下り回線においてアンテナ10-1の受信電

10

20

30

40

50

力値が最大であれば、上り回線において端末局ではアンテナ 10-1 からの送信される電波の受信電力値が最も大きいことになる。従って、上述のように基地局で受信電力値が最も大きいアンテナ 10-1 を用いて送信することにより、端末局での受信 SNR が向上することになる。

【0045】このように本実施形態によると、上り回線と下り回線と異なる周波数を用いる移動無線通信システムにおいても、アダプティブアンテナを用いた基地局の無線通信装置において簡易に適切な送信アンテナを選択して端末局への送信を行うことが可能となり、指向性ダイバーシチによるダイバーシチ効果によって端末局での受信 SNR を向上させることができる。

【0046】また、時空間等化信号処理を行うために既に測定している各アンテナの受信信号毎の遅延プロファイルを利用して、遅延波毎の電力値を観測するだけで簡易に所望波の到来角度範囲を推定し、それに基づき上り・下り両回線で可逆性が成り立つ電波到来方向を基準にした適切な送信アンテナの選択を簡単な処理で高速に行うことができ、高速処理を必要とするシステムにおいて特に有用であり、さらにシャドーイング対策としても有効である。

【0047】（第 2 の実施形態）図 3 に、本発明の第 2 の実施形態に係る無線通信装置の構成を示す。図 1 と同一部分に同一符号を付して、第 1 の実施形態との相違点について説明する。

【0048】まず、第 1 の実施形態では指向性アンテナ 10-1 ~ 10-N を用いたが、本実施形態では無指向性アンテナ 20-1 ~ 20-N を用いている。また、アンテナ 20-1 ~ 20-N とデュプレクサ 11-1 ~ 11-N との間にビーム形成器 21 が接続され、このビーム形成器 21 によって放射方向（指向方向）の異なる複数のビーム、すなわち複数の指向性パターンが形成される。ビーム形成器 21 は、例えばアナログ素子によるバトラマトリクス回路や、空間 FFT を行うデジタル回路等で実現することができる。

【0049】さらに、ビーム形成器 21 を用いたことに伴い、図 1 における受信アンテナ選択器 13 は制御部 23 により制御される受信ビーム選択器 22 に、送信アンテナ選択器 18 は送信ビーム選択器 24 にそれぞれ置き換えられ、送信ビーム選択器 24 によってスイッチ 25 が制御される。

【0050】〔受信動作について〕本実施形態における受信動作について説明すると、アンテナ 10-1 ~ 10-N からの受信信号はビーム形成器 21 に入力され、放射方向の異なる複数のビームが形成される。ビーム形成器 21 から出力される各ビームに対応した受信信号は、デュプレクサ 11-1 ~ 11-N をそれぞれ経由して受信ビーム選択器 22 に入力され、これと並行して遅延プロファイル推定器 12-1 ~ 12-N において各々の受

信信号に対する平均遅延プロファイルが推定される。

【0051】遅延プロファイル推定器 12-1 ~ 12-N により推定された遅延プロファイルを基に、制御部 23 からの制御信号により受信ビーム選択器 22 が制御されることによって、各遅延時間の所望波に対して最適な受信ビームが選択され、選択された受信ビームに対応した受信信号に対してアダプティブ信号処理部 14 によってアダプティブアレー等の空間等化信号処理、さらにパスダイバーシチ合成器 15 によって時間等化信号処理が順次行われる。

【0052】〔送信動作について〕送信時には、受信時と同様に遅延プロファイル推定器 12-1 ~ 12-N で推定された遅延プロファイルに基づき、DOA 推定器 17 で所望波の到来角度範囲が推定される。そして、この到来角度範囲の推定結果に基づき、送信ビーム選択器 24 によって、ビーム形成器 21 によって形成された複数のビームのうち、各遅延波毎に最大電力で受信されたビームのみが送信ビームとして選択され、その情報に基づいてスイッチ 25 が切り替えられることにより、選択された送信ビームで送信がなされるようにビーム形成器 21 に送信信号が供給される。

【0053】このように本実施形態によると、複数のビームの中からより SNR の高いビームを受信ビームとして選択して受信を行うことにより、基地局での受信特性を改善すると同時に、同じビームを送信ビームとして用いることによって、端末局での平均受信 SNR を改善することができる。

【0054】（第 3 の実施形態）図 4 に、本発明の第 3 の実施形態に係る無線通信装置の構成を示す。本実施形態は、第 1 の実施形態の構成を基本として、相手局である端末局における平均受信 SNR を効果的に向上させる送信ビームパターンを形成できるようにしたものである。

【0055】図 1 と同一部分に同一符号を付して、第 1 の実施形態との相違点について説明すると、本実施形態では、第 1、第 2 の実施形態における所望波の到来角度範囲を推定する DOA 推定器（到来角度範囲推定器）17 に代えて、所望波の到来角度範囲及び到来方向を推定する DOA 推定器（到来角度範囲／到来方向推定器）27 が用いられ、さらに送信重みベクトル生成器 30 が追加されると共に、図 1 におけるスイッチ 19 が重み付け器（乗算器）31-1 ~ 31-N に置き換えられている。

【0056】〔受信動作について〕本実施形態における受信時の動作は、第 1 の実施形態と同様であり、アンテナ 10-1 ~ 10-N からの受信信号はデュプレクサ 11-1 ~ 11-N をそれぞれ経由して受信アンテナ選択器 13 に入力され、これと並行して遅延プロファイル推定器 12-1 ~ 12-N において各々の受信信号に対する遅延プロファイルが推定される。

10

20

30

40

50

【0057】そして、遅延プロファイル推定器 12-1 ~ 12-N により推定された遅延プロファイルを基に、制御部 16 からの制御信号により受信アンテナ選択器 13 が制御されることによって各遅延時間の所望波に対して最適な受信ビームが選択され、選択された受信ビームに対応した受信信号に対してアダプティブ信号処理部 14 によってアダプティブアレー等の空間等化信号処理、さらにパスダイバーシチ合成器 15 によって時間等化信号処理が順次行われる。

【0058】〔送信動作について〕送信時には、受信時と同様に遅延プロファイル推定器 12-1 ~ 12-N で推定された遅延プロファイルに基づき、まず DOA 推定器 27 で所望波のおおまかな到来方向である到来角度範囲 Φ が推定される。具体的には、まず DOA 推定器 27 は先と同様に例えばすべての遅延プロファイル中の所望波電力を比較し、アンテナ 10-1 ~ 10-N の指向性から到来角度範囲 Φ を求める。

【0059】こうして DOA 推定器 27 で到来角度範囲 Φ が求まると、その方向に利得を持たない指向性を有するアンテナは無関係となるので、送信アンテナ選択器 18 において候補から除外されて送信アンテナが選択される。

【0060】次に、DOA 推定器 27 は所望波の到来方向の推定精度を改善するために、上記のように各遅延プロファイル中の所望波の受信電力の比較から到来角度範囲 Φ を特定した後に、後述するビーム走査やヌルパターン走査による推定を行って Φ より精度の高い所望波の到来方向 ϕ を求める。

【0061】そして、DOA 推定器 17 で推定された到来方向 ϕ に基づき、送信重みベクトル生成器 30 において ϕ の方向に送信時の指向性（送信ビーム）の最大利得方向を向ける送信重みベクトルが決定される。こうして決定された送信重みベクトルは重み付け器 31-1 ~ 31-N において送信信号に乗じられ、送信アンテナ選択器 18 によって選択された送信アンテナに対する送信信号系列が生成されることにより、最適な送信ビームパターンで送信が行われる。

【0062】ここで、形成すべき送信ビームパターンについて考察する。ヌルパターンは角度に対して急峻に利得低下を生ずるため、受信信号の到来方向に対して非常に敏感である。これに対して、メインローブの方はやや広いビーム幅を持ち、角度変動に対してピークからの利得劣化が緩やかであるので、DOA の推定精度が悪い場合や、送信回路の校正不備によるビームのピークずれが生じた場合や、端末局の移動や周辺環境の変動により、受信時と送信時で DOA が異なる場合などに対しても、強い耐性を持つと考えられる。

【0063】従って、DOA 推定器 27 において推定精度は悪いが、MUSIC に比べてはるかに計算量の少ない方法で所望波の到来方向 ϕ を推定し、これに基づき送

信重みベクトル生成器 30 により送信重みベクトルを生成して送信信号に対する重み付けを行い、送信ビームパターンを形成するようにしても、所望波の到来方向に対する送信ビーム利得はさほど低下しないと考えられる。

【0064】また、送信ビームパターンとして所望波の到来方向に向けるメインローブ以外の角度に対しては極力低サイドローブを有するパターンを形成すれば、最適でないにしても、干渉局の方向への放射利得をある程度低減することができる。

【0065】これらのことから、送信ビームパターンとしてビーム中心（到来方向 ϕ に対応する）が所望波の到来角度範囲 Φ に含まれ、かつこの到来角度範囲 Φ における放射利得がスレッシュホールド G_0 [dB] 以上となるようなビーム幅を持ち、しかもサイドローブに関してはそのレベルがあるスレッシュホールド G_L [dB] 以下となるパターンが形成されるように、送信重みベクトルを決定すればよい。スレッシュホールド G_0 、 G_L はアンテナ数、アンテナ指向性、アレー配置、電力遅延プロファイルの推定精度等に依存するパラメータである。このような送信ビームパターンは、例えば所望波の到来方向 ϕ に向けたチェビシェフ分布の重み付け等を行うようにすることで容易に得られる。

【0066】次に、所望波の DOA（到来角度範囲推定及び到来方向）推定を行い、それに基づき送信ビームパターンをどのようにして決めるかについて、具体的に記述する。図 2 に示した例においては、所望波を受信しているアンテナはアンテナ 10-1、10-2、10-8 だけであり、それぞれの所望波の遅延プロファイル（平均遅延プロファイル）を比較すると、アンテナ 10-1 で最も受信電力値が大きく、アンテナ 10-2、10-8 ではそれに次いで低く、ほぼ同程度の受信電力値になっている。

【0067】アンテナ 10-1 ~ 10-N の間隔は比較的小さい（半波長程度）ことから、各アンテナ 10-1 ~ 10-N での受信信号間フェージング相関は極めて高いため、受信信号電力値は同程度と考えられ、各アンテナ 10-1 ~ 10-N の指向性によって各遅延プロファイルでの受信電力値に差が生じている。

【0068】また、アンテナ 10-1 ~ 10-N の指向性は左右対称なので、所望波はほぼアンテナ 10-1 の正面方向（ $\phi_0 = 0^\circ$ とし、右回りに正の角度をとるものとする）から到来していると推定できる。従って、この場合には中心が $\phi_0 = 0^\circ$ で、ビーム幅がおおよそ $\Phi = -11^\circ \sim 11^\circ$ の送信ビームパターンを形成すればよいことがわかる。

【0069】同様にして、1 シンボル遅延波に対しては $\Phi = 45^\circ \sim 67^\circ$ 、2 シンボル遅延波に対しては $\Phi = 124^\circ \sim 146^\circ$ 程度と推定できるので、それぞれ中心がほぼ $\phi_1 = 56^\circ$ 、 $\phi_2 = 135^\circ$ で、ビーム幅がおおよそ 22.5° の送信ビームパターンを形成すればよ

い。

【0070】DOA推定器17で推定される到来角度範囲 Φ について、どこまで狭く見積もれるかは、遅延プロファイルで推定した受信電力値の信頼性に依存する。雑音の影響等が無視できれば、所望波を受信したときの各アンテナ10-1~10-Nからの受信電力値の差を求めることで、この到来角度範囲 Φ を絞り込むことができる。

【0071】このように本実施形態によれば、第1の実施形態と同様にDOA推定器27で推定された到来角度範囲 Φ に基づき選択されたK個($K < N$)の指向性アンテナに供給する送信信号に対して、DOA推定器27でさらに推定された所望波の到来方向 ϕ に送信ビームの最大利得方向を向けるような送信重みベクトルで重み付けを行うことによって、最大利得方向への指向性が鋭く、かつサイドローブを抑圧した送信ビームパターンが形成され、端末局における平均受信SIRを改善することができる。また、所望波および干渉波の到来方向の変動に対してもロバスト性がある、という効果も得られる。

【0072】(第4の実施形態)図5に、本発明の第4の実施形態に係る無線通信装置の構成を示す。本実施形態は、第2の実施形態の構成を基本として、第3の実施形態と同様の原理で相手局である端末局における平均受信SIRを効果的に向上させる送信ビームパターンを形成できるようにしたものである。

【0073】図3と同一部分に同一符号を付して、第2の実施形態との相違点について説明すると、本実施形態では第4の実施形態と同様に所望波の到来角度範囲及び到来方向を推定するDOA推定器(到来角度範囲/到来方向推定器)27が用いられ、さらに送信重みベクトル生成器40が追加されると共に、図3におけるスイッチ25が重み付け器(乗算器)41-1~41-Nに置き換えられている。

【0074】[受信動作について]本実施形態における受信動作は第2の実施形態と同様であり、アンテナ10-1~10-Nからの受信信号はビーム形成器21に入力され、複数のビームが形成される。ビーム形成器21から出力される各ビームに対応した受信信号は、デュプレクサ11-1~11-Nをそれぞれ経由して受信ビーム選択器22に入力され、これと並行して遅延プロファイル推定器12-1~12-Nにおいて各々の受信信号に対する平均遅延プロファイルが推定される。

【0075】そして、遅延プロファイル推定器12-1~12-Nにより推定された遅延プロファイルを基に、制御部23からの制御信号により受信ビーム選択器22が制御されることによって、各遅延時間の所望波に対して最適な受信ビームが選択され、選択された受信ビームに対応した受信信号に対してアダプティブ信号処理部14によってアダプティブアレー等の空間等化信号処理、

さらにパスダイバーシチ合成器15によって時間等化信号処理が順次行われる。

【0076】[送信動作について]送信時には、第3の実施形態と同様に遅延プロファイル推定器12-1~12-Nで推定された遅延プロファイルに基づき、まずDOA推定器27で所望波のおおまかな到来方向である到来角度範囲 Φ が推定され、 Φ 以外の方向に利得を持たない指向性を有するアンテナは送信アンテナ選択器18において候補から除外されて送信アンテナが選択される。

【0077】次に、DOA推定器27において Φ より精度の高い到来方向 ϕ が推定され、これに基づき送信重みベクトル生成器40において ϕ の方向に送信時の指向性(送信ビーム)の最大利得方向を向ける送信重みベクトルが決定される。こうして決定された送信重みベクトルが重み付け器41-1~41-Nにおいて送信信号に乗じられ、送信ビーム選択器24によって選択された送信ビームに対する送信信号系列が生成されることにより、最適な送信ビームパターンで送信が行われる。

【0078】このように本実施形態によると、複数のビームの中からよりSNRの高いビームを受信ビームとして選択して受信を行うことにより、基地局での受信特性を改善すると同時に、同じビームを送信ビームとして用い、かつそれらの送信ビームの合成で最適な送信ビームパターンを形成することにより、端末局での平均受信SIRをさらに改善することができる。

【0079】(第5の実施形態)次に、本発明の第5の実施形態として、DOA推定法に関する他の実施形態を図6を用いて説明する。

【0080】本発明では、前述したDOA推定法では角度分解能が十分でないような場合、MUSICに代わる計算量の少ないDOA推定法として、ビームパターン走査またはヌルパターン走査を用いることができる。

【0081】ビームパターン走査によるDOA推定によると、受信信号に対して角度掃引に相当する重み付けを試行することにより、より正確なDOAを推定することができる。例えば、指向性アンテナ10-1~10-Nを用いる第1、第3の実施形態の場合、指向性アンテナ10-1~10-Nからの受信信号の遅延プロファイルにより、到来方向に対して大きな利得を持ついくつかのアンテナを特定できるので、それらのうち受信電力がより大きな2つのアンテナを用いて走査用ビームパターンを形成する。図2の例では、所望波に対してはアンテナ10-1、10-2を用いて走査用ビームパターンを作ることになる。

【0082】そして、この走査用ビームパターンにより角度掃引、すなわち最初に推定された到来角度範囲 Φ 内において適当な角度間隔でビーム走査を行う。この走査用ビームパターンによる走査の結果、走査用ビームパターンに対応する受信出力レベルが最大となる方向が所望波の到来方向 ϕ と推定される。角度掃引をあまり細かく

10

20

30

40

50

行くと、処理時間および計算量が大きくなるため、走査用ビームパターンのメインローブ幅に対して、ピークからの利得劣化が無視できる程度の角度間隔で離散的に角度掃引を行うことが好ましい。

【0083】通常、このようなビームパターン走査を360°水平面内で行うと、サイドローブやグレーティングローブ等との識別が困難であるが、本発明では予め受信波の到来方向推定φが限定されているため、走査範囲も狭めることができ、少ない試行で正しく所望波方向を推定できる。

【0084】図6(a)(b)に、ビームパターン走査による方向推定の様子を示す。図6(a)は2個のアンテナを用いて形成した走査用ビームパターン、図6(b)はこの走査用ビームパターンを到来角度範囲φ内で角度掃引したときの受信出力レベル(2個のアンテナの合成出力)の履歴を示している。図6(b)により、受信出力レベルが最大値を示す角度として所望波の到来方向φ₀が求められる。

【0085】このように簡易な演算によって到来方向φの推定が可能となり、到来方向φと送信ビームの最大利得方向(ピーク方向)を完全に一致させることができ、端末局において最大SNRを実現することができる。

【0086】また、2個のアンテナを用いて図6(c)に示すようなヌルを有する走査用ヌルパターンを形成し、角度掃引を行う方法も適用できる。この場合、走査用ヌルパターンに対応する受信出力レベル(2個のアンテナの合成出力)の履歴は図6(d)に示すようになり、受信出力レベルが最小となる角度が所望波の到来方向φ₀として推定される。

【0087】このような走査用ヌルパターンによる走査を行うことにより、ビームパターン走査では走査ビーム幅のために受信出力レベルに差がみられず、到来方向を特定できないような場合でも、ヌルは急峻に落ち込むことから最小値を特定しやすく、所望波の到来方向φ₀を容易に推定できるという利点がある。

【0088】さらに、図6(e)に示すように上述したビームパターン走査とヌルパターン走査を同時に行って、図6(f)に示すように二つのパターンに対応する受信出力レベルの差を求め、その差が最大となる角度を所望波の到来方向φ₀として推定することもできる。

【0089】このようにすると、雑音や遅延波、干渉波の影響を抑えてさらに高精度な到来方向の推定が可能となる。また、この方法は先に説明した所望波の到来角度範囲φが極端に小さくなった場合と等価であるため、ビームパターンのビーム中心をより高利得にした狭ビームを形成することができる。

【0090】なお、いつも指向性アンテナのエンドファ

イヤ方向から角度掃引を行うと、受信出力レベルの最小値を得るのに時間がかかる場合があるが、2分割法に従った試行を繰り返して最小値探索を行うようにすれば、より迅速に、あるいはより少ない計算量で、所望波の到来方向を推定することが可能である。

【0091】(第6実施形態)さらに、本発明の第6の実施形態として、第5の実施形態とは異なるDOA推定法に関する実施形態を図7を用いて説明する。下記方法は、第1~4の実施形態の無線通信装置のDOA推定器17および27のすべてに対して適用できるが、ここでは特に第3の実施形態、すなわち図4に示す無線通信装置を想定する。

【0092】第5の実施形態で説明したDOA推定法では、レベルの強い遅延波が所望波方向近辺から到来するときに正しくDOAを推定できない場合がある。このような場合、推定された到来方向範囲をカバーする2個のアンテナ素子の遅延プロファイル推定値から、所望対象とする到来波による伝搬路応答(複素振幅位相歪み成分)を畳み込んだ受信信号のレプリカを生成し、その受信レプリカ信号に対して、第5の実施形態で説明した到来方向推定方法であるヌルパターン走査等を行うことにより、所望波および遅延波のDOA推定の推定誤りを軽減することができる。

【0093】図7は、本実施の形態に係る無線通信装置のDOA推定器の構成を説明するための図である。

【0094】図7に従って動作原理を説明する。図7では、ある遅延時間τ_iをもつ遅延波の受信電力の大きい2素子を#1, #2, とする。2個の受信信号は、遅延プロファイル推定器12-1~12-2に入力されて遅延プロファイルが推定され、この遅延プロファイルに基づいて、レプリカ生成器50-1~50-2において所望対象とするある遅延波の受信レプリカ信号が生成される。

【0095】その後、この2素子の受信レプリカ信号に対して、ヌルパターン走査器51で到来方向推定を行う。このように特定の遅延波成分しか含まれていない受信レプリカ信号を用いてヌルパターン走査を行うことにより、正確な走査判定を行うことができる。また、図中のヌルパターン走査のかわりにビームパターン走査器を用いても良い。

【0096】受信レプリカ信号は所望波および各遅延波に対して生成でき、以下の原理に従って求められる。まず、j番目のアンテナ素子における受信信号x_j(i)は、

【0097】

【数1】

$$x_j(t) = \sum_{i=1}^L h_j(t) s(t - \tau_i) + n(t) \quad (4)$$

【0098】と書ける。

【0099】 $h_j(t)$ はj番目のアンテナ素子におけるアレー応答を含んだ伝搬路応答を表し、 τ_i はi番目の遅延波の遅延時間 ($i=1\sim L$)、 $s(t)$ は送信信号系列 (PN系列)、 $n(t)$ は受信機雑音を表す。

$$\int_{-\infty}^{\infty} x_j(t) s^*(\tau - t) d\tau = \sum_{i=1}^L \hat{h}_j(t) \delta(t - \tau_i) \quad (5)$$

【0102】となる。ここで、 $\hat{h}_j(t)$ は推定された複素遅延プロファイルである。

【0103】よって、j番目のアンテナ素子におけるi番目の遅延波の受信レプリカ信号は以下の式で求めるこ

$$r_{i,j}(t) = \hat{h}_j(t) s(t - \tau_i) \quad (6)$$

【0105】上記の構成により、ヌルパターン走査によるDOA推定の推定誤りを軽減することができる。

【0106】また、推定された遅延波方向にヌルを向けるような送信重みベクトルを適用して送信ビームを形成した場合には、端末に到達する遅延成分を低減することができる。これにより、端末側で周波数選択性フェージングの発生を防ぐことができる。このようなヌルを向ける重みベクトル決定アルゴリズムとして、既知の到来方向に対して拘束条件を課して所望のビームパターンを得るDCMP (Direction Constraint Minimum Power) アルゴリズム等がある。

【0107】(第7の実施形態)さらに、本発明の第7の実施形態として、第5の実施形態とは異なるDOA推定法に関する他の実施形態を図8を用いて説明する。

【0108】第5および6の実施形態で説明したDOA推定法では、SDMA (Space Division Multiple Access) やCDMA (Code Division Multiple Access) 等のアクセス方式を用いた通信システムで、レベルの高い干渉波が時々刻々と変化して到来するような場合に正しくDOAを推定できない場合がある。

【0109】そこでレベルの高い干渉波が存在する場合のDOA推定方法について以下に説明する。

【0110】図8に従って動作原理を述べる。各アンテナ素子のN個の受信信号は、遅延プロファイル推定器12-1~12-Nに入力されて遅延プロファイルが推定され、この遅延プロファイルに基づいて、レプリカ生成器60-1~60-Nにおいて所望波およびすべての遅延波に対する受信レプリカ信号が生成される。所望波および各遅延波の受信レプリカ信号は先に述べた方法と同様の手法で生成される。

【0111】これら所望波及びすべての遅延波の受信レプリカ信号を合成し、加算器52-1~52-Nで受信信号から差し引くことによって、干渉波成分のみを含んだ受信信号が得られる。

【0112】その後、これらN個の受信信号の隣接2素子のすべての組み合わせに対して、ヌルパターン走査器

【0100】ここで、遅延プロファイルを求めるために、受信信号に送信信号と同じ既知の系列の複素共役を畳み込むと、

【0101】

【数2】

とができる。

【0104】

【数3】

61にて干渉波到来方向を推定する。なお、干渉波到来方向の推定に際しては、所望波の到来角度範囲内においてのみ干渉波の到来を知れば足りる場合には、所望波の到来角度範囲内におけるアンテナを使用して干渉波の到来方向の推定を行なえばよい。

【0113】上記の方法により、干渉波方向を推定でき、またその方向に対してヌルを向ける送信ビームパターンを形成することによって、SDMAやCDMA等、レベルの高い干渉波が多数存在するような通信システムにおいて、端末の受信SIRを改善することができる。また、基地局間非同期システムにおいては基地局間干渉を低減することができる。

【0114】<第8の実施の形態>上述の第7の実施の形態において説明した無線通信装置では、干渉波の到来方向に対してヌルを向ける送信ビームパターンを形成することができるが、所望波の到来方向に対して送信ビームを向けることはできない。

【0115】本実施の形態の無線通信装置は、第6の実施の形態において述べた無線通信装置の機能と、第7の実施の形態において述べた無線通信装置の機能とを組み合わせることにより、所望波に対して送信ビームを向けることができ、かつ干渉波に対してヌルを向けることができる。

【0116】図9は、本実施の形態に係る無線通信装置のDOA推定器の構成を示す図である。なお、図7及び図8と同一部分には同一符号を付している。

【0117】同図において、所望波用のレプリカ生成器50-1~50-N、所望波用ヌルパターン走査器51によって、第6の実施の形態において述べたように、遅延波(所望波)の到来方向が求められ、この求められた遅延波(所望波)の到来方向が送信重みベクトル生成器30に入力される。

【0118】また、レプリカ生成器60-1~60-N、加算器52-1~52-N及び干渉波用ヌルパターン走査器61によって、第7の実施の形態において述べたように、干渉波の到来方向が求められ、この求められ

た干渉波の到来方向が送信重みベクトル生成器 30 に入力される。

【0119】送信重みベクトル生成器 30 は、所望波用ヌルパターン走査器 51 から出力される遅延波（所望波）の到来方向および干渉波用ヌルパターン走査器 61 から出力される干渉波の到来方向に基づいて、干渉波の到来方向にヌルを向け、かつ遅延波（所望波）の到来方向に送信時の指向性が最大利得を持つような送信重みベクトルを生成する。

【0120】したがって、本実施の形態の無線通信装置によれば、第 6 及び第 7 の実施の形態の無線通信装置によって得られる双方の効果、すなわち、干渉波の到来方向にヌルを向け、かつ遅延波（所望波）の到来方向に送信時の指向性が最大利得を持つような送信ビームを形成することができる。

【0121】以上、本発明の実施形態について説明したが、本発明は次のように種々変形して実施することができる。

（1）端末局において、例えば RAKE 受信機や適応等化器のように所望波及びその遅延波の受信信号を分離した後、例えば遅延、重み付けなどの処理を経て合成する手段をもつ場合には、所望波のみならず遅延波についても到来角度範囲や到来方向を推定し、所望波の到来方向にも遅延波の到来方向にも利得をもつ送信ビーム、あるいは所望波及び遅延波に対してマルチビームを形成してもよい。これによって、送信ダイバーシチ効果が得られる。

【0122】（2）先の実施形態では、送受信で周波数の異なる FDD システムを仮定してきたが、前述したように本発明は TDD システムにも適用できる。その場合はデュプレクサ 11-1 ~ 11-N に代えて、3 つの端子に対して 2 方向のアイソレーションをもつサーキュレータ等を用いることによって同様の構成をとることが可能であり、先と同等の効果が得られる。

【0123】（3）先の実施形態では、本発明の適用システムとして基地局への端末局からのフィードバック信号をもたないシステムを前提としているが、端末局からのフィードバック信号を利用できる場合には、基地局において各端末局での平均受信 S I R を最大にするような送信ビーム制御を行うことが可能となる。

【0124】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によればアダプティブアンテナを用いた無線通信装置において、従来の技術では膨大な計算量と緻密な処理を必要とした到来方向推定や送信重みベクトル決定に関して必要な演算量を大幅に低減しつつ、到来方向変動に対して耐性のある送信ビームを形成することができ、これによって相手局での平均受信 S N R、平均受信 S I R を改善することができる。従って、同一周波数の繰り返し距離を近くすることができ、結果としてシステムの周波数利用効率を

改善することができる。

【0125】また、本発明は上りと下りの両回線（通信路）で異なる周波数を用いるシステムにも適用することができるので、FDD 方式においても送信ビーム制御により相手局での平均受信 S I R を改善することができる。

【0126】また、本発明の無線通信装置を現状のセルラシステム基地局に適用した場合、送信ビームの指向性利得により端末局での受信レベルが向上し、高い通信品質を達成できる。

【0127】さらに、送信ビームの指向性利得により、セルのカパレージが等価的に拡大すると考えられ、これにより不感地帯の解消や、ハンドオーバー制御の回数を減らすことができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施形態に係る無線通信装置の構成を示すブロック図。

【図 2】各到来波の状態と遅延プロファイルの例を示す図。

【図 3】本発明の第 2 の実施形態に係る無線通信装置の構成を示すブロック図。

【図 4】本発明の第 3 の実施形態に係る無線通信装置の構成を示すブロック図。

【図 5】本発明の第 4 の実施形態に係る無線通信装置の構成を示すブロック図。

【図 6】本発明の第 5 の実施形態におけるビームパターン走査およびヌルパターン走査による到来方向推定の様子を示す図。

【図 7】本発明の第 6 の実施形態に係る DOA 推定器の構成を示すブロック図。

【図 8】本発明の第 7 の実施形態に係る DOA 推定器の構成を示すブロック図。

【図 9】本発明の第 8 の実施形態に係る DOA 推定器の構成を示すブロック図。

【図 10】従来の受信用アダプティブアレーアンテナの構成を示す図。

【符号の説明】

1-1 ~ 1-N … 複素乗算器

2 … 受信重みベクトル計算部

3 … 加算器

10-1 ~ 10-N … 指向性アンテナ

11-1 ~ 11-N … デュプレクサ

12-1 ~ 12-N … 遅延プロファイル推定器

13 … 受信アンテナ選択器

14 … アダプティブ信号処理部

15 … パスダイバーシチ合成器

16 … 制御部

17 … DOA 推定器（到来角度範囲推定器）

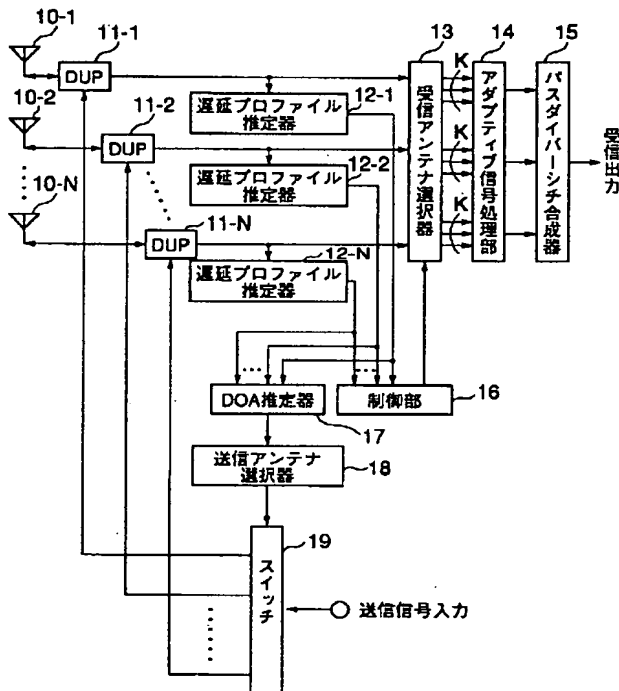
18 … 送信アンテナ選択器

19 … スイッチ

25

- 20-1 ~ 20-N...無指向性アンテナ
 21...ビーム生成器
 22...受信ビーム選択器
 23...制御部
 24...送信ビーム選択器
 25...スイッチ
 27...DOA推定器 (到来角度範囲/到来方向推定器)
 30...送信重みベクトル生成器
 31-1 ~ 31-N...重み付け器

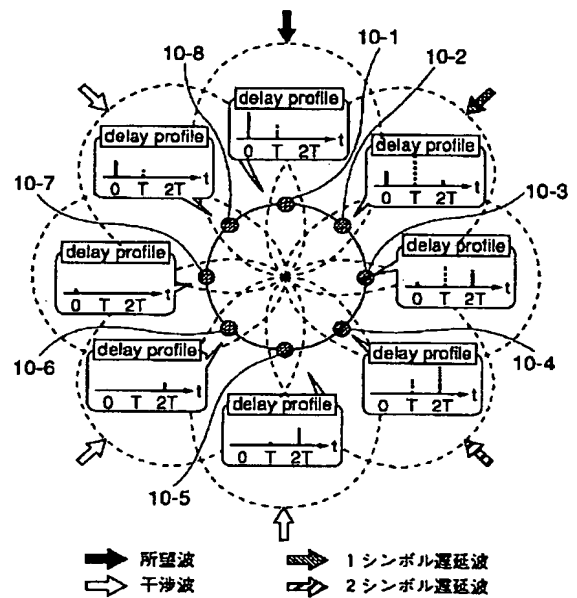
【図1】



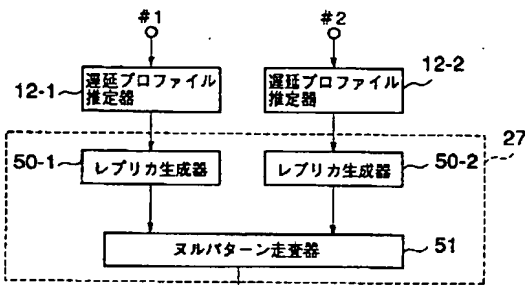
26

- 40...送信重みベクトル生成器
 41-1 ~ 41-N...重み付け器
 50-1, 50-2, 50-N...レプリカ生成器 (所望波用)
 51...ヌルパターン走査器、
 52-1, 52-N...加算器、
 60-1 ~ 60-N...レプリカ生成器 (干渉波用)、
 61...ヌルパターン走査器 (干渉波用)。

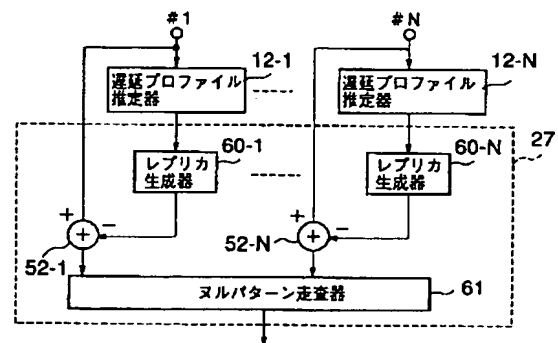
【図2】



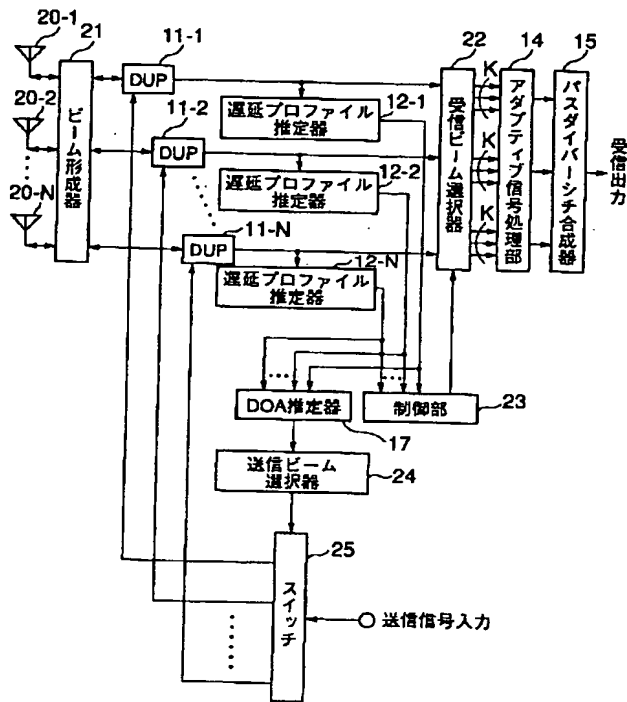
【図7】



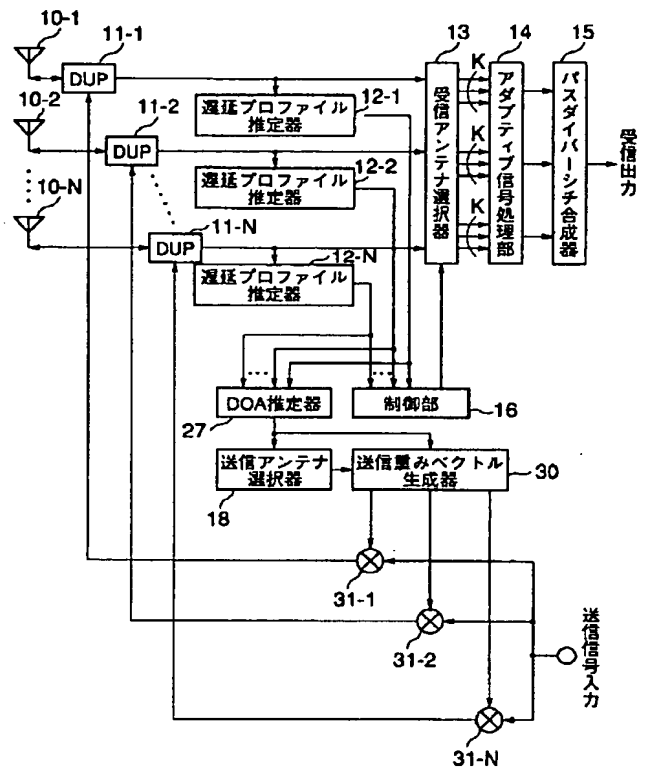
【図8】



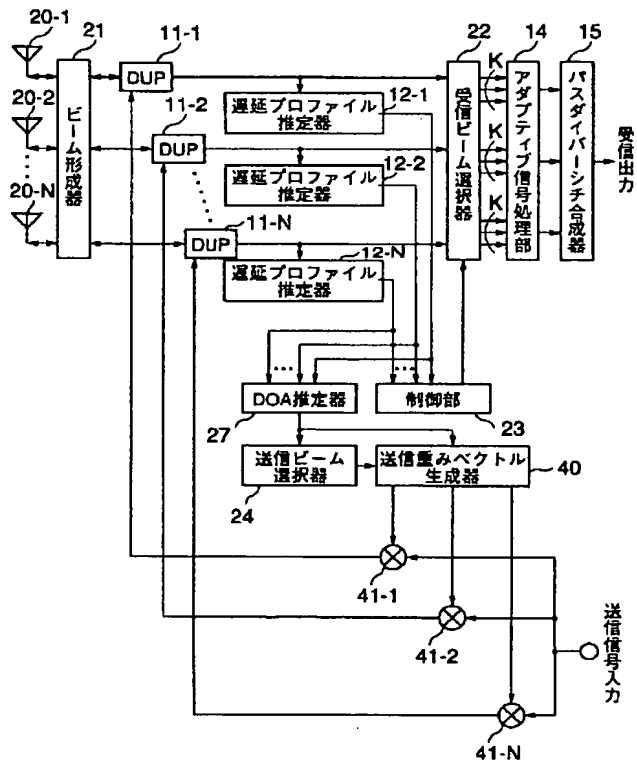
【図 3】



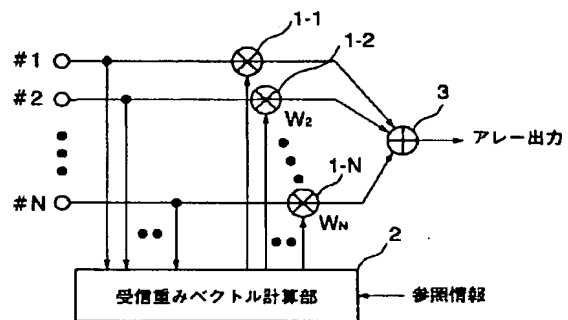
【図 4】



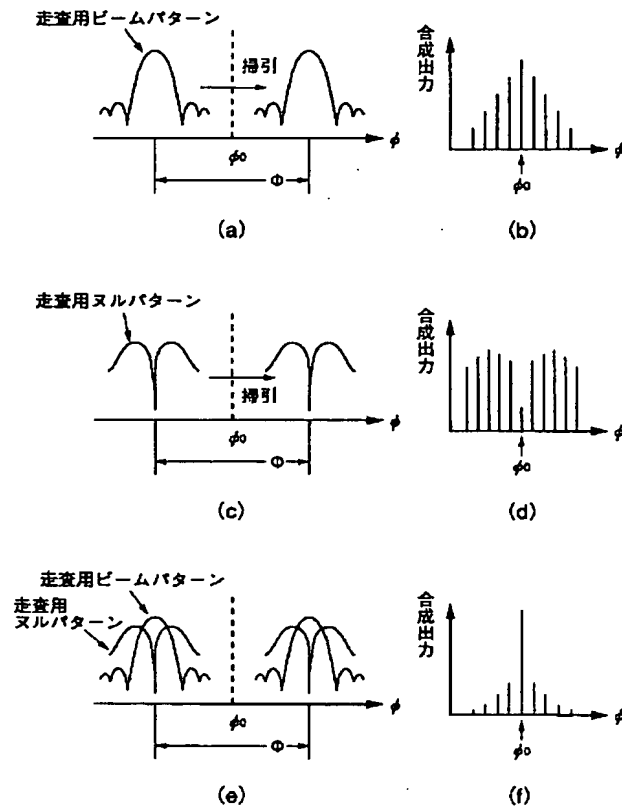
【図 5】



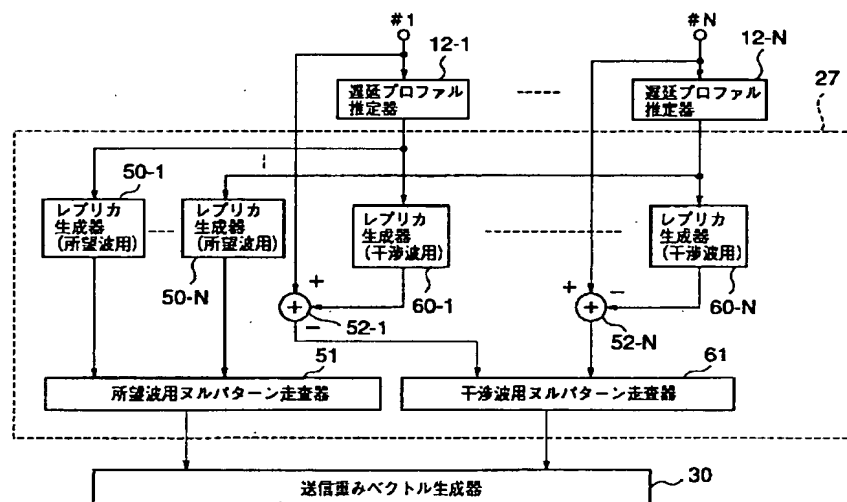
【図 10】



【図 6】



【図 9】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード (参考)
7/08		7/08	D
7/26		7/26	D

F ターム(参考) 5J021 AA05 AA06 DB01 DB05 EA04
FA09 FA13 FA14 FA16 FA29
FA31 FA32 GA05 GA06 HA01
HA02 HA05 JA00
5K059 CC02 CC03 CC04 DD31
5K067 AA02 CC24 EE10 EE46 GG11
HH21 KK02